

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-199389

(43)Date of publication of application : 11.07.2003

(51)Int.CI.

H02P 6/18  
H02P 6/04  
H02P 6/06  
H02P 6/08  
H02P 21/00

(21)Application number : 2001-395632

(71)Applicant : HITACHI LTD

(22)Date of filing : 27.12.2001

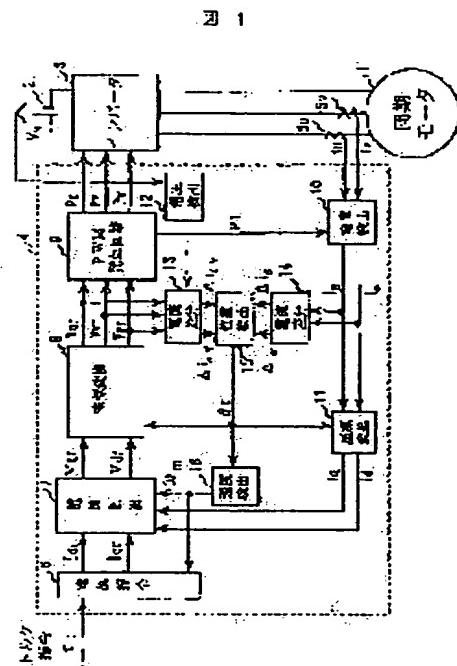
(72)Inventor : SAKURAI YOSHIMI  
IWAMICHI YOSHINAO  
MASAKI RYOZO

## (54) MOTOR CONTROLLER AND CONTROLLING METHOD

### (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a motor controller and a controlling method in which an AC motor can be controlled with high response without requiring any position sensor.

**SOLUTION:** The motor controller comprising an inverter 3 for applying a voltage to a synchronous motor 1, and a controller 4 for operating a voltage command value being applied with a PWM signal has a current difference detecting section 14 of the synchronous motor 1, a current difference operating section 13 for operating a current variation caused by an applying voltage, and a position detecting section 15 for estimating the direction of counter electromotive force based on a current variation detected at the current difference detecting section 14, and a current variation operated at the current difference operating section 13. Pole position of the rotor in the synchronous motor 1 is estimated based on the direction of counter electromotive force estimated at the position detecting section 15 and a voltage being applied to the synchronous motor 1 is controlled based on the estimated pole position.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 05.06.2003

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3661642

[Date of registration] 01.04.2005

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's

BEST AVAILABLE COPY

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2003-199389

(P2003-199389A)

(43)公開日 平成15年7月11日(2003.7.11)

(51)Int.Cl.  
H 02 P 6/18  
6/04 Z HV  
6/06 Z HV  
6/08 Z HV  
21/00

識別記号

F I  
H 02 P 6/02

テマコト(参考)

3 7 1 S 5 H 5 6 0

Z HV 5 H 5 7 6

5/408

C

審査請求 未請求 請求項の数14 OL (全 10 頁)

(21)出願番号 特願2001-395632(P2001-395632)

(22)出願日 平成13年12月27日(2001.12.27)

(71)出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

櫻井 芳美

茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株

式会社日立製作所日立研究所内

岩路 善尚

茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株

式会社日立製作所日立研究所内

(74)代理人 100075096

弁理士 作田 康夫

最終頁に続く

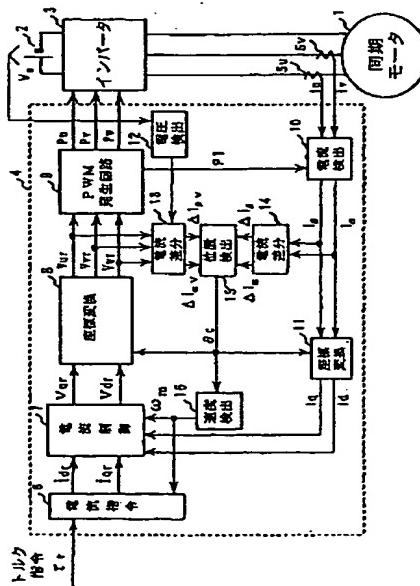
(54)【発明の名称】モータの制御装置及びその制御方法

(57)【要約】

【課題】交流モータを位置センサレスで高応答に制御することができるモータの制御装置及びその制御方法を提供することである。

【解決手段】同期モータ1に電圧を印加するインバータ3と、PWM信号で印加する電圧指令値を演算する制御装置4とを備えたモータ制御装置において、同期モータ1の電流差分検出部14と、印加電圧による電流変化を演算する電流差分演算部13と、電流差分検出部14によって検出された電流変化及び電流差分演算部13によって演算された電流変化に基づいて逆起電力方向を推定する位置検出部15とを有すると共に、位置検出部15によって推定された逆起電力方向に基づいて同期モータ1の回転子の磁極位置を推定し、この推定された磁極位置に基づいて同期モータ1に印加される電圧を制御する。

図 1



**【特許請求の範囲】**

【請求項 1】交流モータに電圧を印加する電力変換器と、前記印加電圧を制御する制御装置とを備え、該制御装置は、前記交流モータの電流変化を検出する電流変化検出手段と、前記印加電圧による電流変化を演算する電流変化演算手段と、前記電流変化検出手段によって検出された電流変化及び前記電流変化演算手段によって演算された電流変化に基づいて逆起電力方向を推定する逆起電力推定手段とを有すると共に、該逆起電力推定手段によって推定された逆起電力方向に基づいて前記印加電圧を制御することを特徴とするモータの制御装置。

【請求項 2】請求項 1 に記載のモータの制御装置において、前記制御装置は、前記電流変化演算手段によって演算された電流変化を前記電力変換器の入力電圧に応じて補正する補正手段を有することを特徴とするモータの制御装置。

【請求項 3】突極性を有する同期モータに電圧を印加する電力変換器と、前記印加電圧を制御する制御装置とを備え、該制御装置は、前記同期モータの電流変化を検出する電流変化検出手段と、前記印加電圧による電流変化を演算すると共に、前記同期モータの回転に伴って変化するインダクタンスによる電流変化を演算する電流変化演算手段と、前記電流変化検出手段によって検出された電流変化及び前記電流変化演算手段によって演算された電流変化に基づいて逆起電力方向を推定する逆起電力推定手段とを有すると共に、該逆起電力推定手段によって推定された逆起電力方向に基づいて前記印加電圧を制御することを特徴とするモータの制御装置。

【請求項 4】請求項 3 に記載のモータの制御装置において、前記制御装置は、前記電流変化演算手段によって演算された電流変化を前記電力変換器の入力電圧に応じて補正する補正手段を有することを特徴とするモータの制御装置。

【請求項 5】請求項 1 乃至 4 のいずれかに記載のモータの制御装置において、前記電流変化検出手段は、前記電力変換器のスイッチング動作により変化する電流変化の影響を除去するタイミングで電流変化を検出することを特徴とするモータの制御装置。

【請求項 6】請求項 1 乃至 4 のいずれかに記載のモータの制御装置において、前記電流変化演算手段は、前記電流変化検出手段によって電流変化を検出する前に算出された印加電圧指令を受けて電流変化を演算することを特徴とするモータの制御装置。

【請求項 7】電力変換器から交流モータに印加される電圧を制御して前記交流モータを制御するにあたり、前記交流モータの電流変化を検出し、前記印加電圧による電流変化を演算し、前記検出された交流モータの電流変化及び前記演算された印加電圧による電流変化に基づいて逆起電力方向を推定し、該推定された逆起電力方向に基づいて前記印加電圧を制御することを特徴とするモータ

**の制御方法。**

【請求項 8】請求項 7 に記載のモータの制御方法において、前記電力変換器の入力電圧に応じて前記印加電圧による電流変化を補正することを特徴とするモータの制御方法。

【請求項 9】請求項 7 又は 8 に記載のモータの制御方法において、前記電力変換器のスイッチング動作により変化する電流変化の影響を除去するタイミングで前記交流モータの電流変化を検出することを特徴とするモータの制御方法。

【請求項 10】請求項 7 又は 8 に記載のモータの制御方法において、前記交流モータの電流変化を検出する前に算出された指令をもって前記印加電圧による電流変化を演算することを特徴とするモータの制御方法。

【請求項 11】電力変換器から突極性を有する同期モータに印加される電圧を制御して前記同期モータを制御するにあたり、前記同期モータの電流変化を検出し、前記印加電圧による電流変化を演算し、前記同期モータの回転に伴って変化するインダクタンスによる電流変化を演算し、前記同期モータの電流変化、前記演算された印加電圧による電流変化及び前記演算されたインダクタンスによる電流変化に基づいて逆起電力方向を推定し、該推定された逆起電力方向に基づいて前記印加電圧を制御することを特徴とするモータの制御方法。

【請求項 12】請求項 11 に記載のモータの制御方法において、前記電力変換器の入力電圧に応じて前記印加電圧による電流変化を補正することを特徴とするモータの制御方法。

【請求項 13】請求項 11 又は 12 に記載のモータの制御方法において、前記電力変換器のスイッチング動作により変化する電流変化の影響を除去するタイミングで前記同期モータの電流変化を検出することを特徴とするモータの制御方法。

【請求項 14】請求項 11 又は 12 に記載のモータの制御方法において、前記同期モータの電流変化を検出する前に算出された指令をもって前記印加電圧による電流変化及びインダクタンスによる電流変化を演算することを特徴とするモータの制御方法。

**【発明の詳細な説明】**

**【0001】**

【発明の属する技術分野】本発明は、同期モータ、リラクタンスマータなどの交流モータの速度或いはトルクを制御するモータの制御装置及びその制御方法に関する。

**【0002】**

【従来の技術】同期モータ、リラクタンスマータなどの交流モータの速度或いはトルクは、回転子の磁極位置に基づく電流制御或いは電圧制御によって制御される。近年、交流モータの速度或いはトルクの制御方式としては、回転子の磁極位置を位置検出器によって検出することなく制御する（回転子の磁極位置を推定して制御す

る) 磁極位置センサレス制御方式が種々提案されている。例えば特開平8-256496号公報に開示されたものでは、モータの電圧・電流方程式から導き出される逆起電力(誘起電圧)を印加電圧とモータの電流から推定し、この推定された逆起電力を基づいて回転子の磁極位置を推定している。

#### 【0003】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、前述した従来の技術では、瞬時に逆起電力の方向を推定することが難しく、モータ制御系の応答性を高めることに限界があるという課題が依然として残る。すなわち前述した従来の技術では、インバータのスイッチング動作に伴う電流脈動(印加電流中に混在するインバータによる外乱に起因するノイズ)の影響を除去するために、ノイズフィルタを用いて電流脈動を抑制している。このため、前述した従来の技術では、モータの電圧・電流方程式において電流微分を用いる代わりに、オブザーバ理論に基づくフィードバックゲインによって応答性を調整するオブザーバを用いて逆起電力を求めている。従って、前述した従来の技術では、瞬時に逆起電力の方向を推定することが難しく、モータ制御系の応答性を高めることに限界があるという課題が依然として残る。

【0004】本発明の代表的な目的は、交流モータを位置センサレスで高応答に制御することができるモータの制御装置及びその制御方法を提供することにある。また、本発明の他の代表的な目的は、突極性を有する交流モータを位置センサレスで高応答に制御することができるモータの制御装置及びその制御方法を提供することにある。さらに、本発明の他の代表的な目的は、交流モータを用いる駆動システムの中速度領域から高速度領域における駆動効率を向上させることができるモータの制御装置及びその制御方法を提供することにある。

#### 【0005】

【課題を解決するための手段】本発明の基本的な特徴は、交流モータの電流変化及び印加電圧による電流変化に基づいて逆起電力方向を推定することにある。このため、本発明は、電力変換器から交流モータに印加される電圧を制御する制御装置に、交流モータの電流変化を検出する電流変化検出手段と、電力変換器から交流モータに印加される電圧による電流変化を演算する電流変化演算手段と、電流変化検出手段によって検出された電流変化及び電流変化演算手段によって演算された電流変化に基づいて逆起電力方向を推定する逆起電力推定手段とを有する。交流モータが、突極性を有する同期モータの場合には、電流変化演算手段は、電力変換器から同期モータに印加される電圧による電流変化を演算すると共に、同期モータの回転に伴って変化するインダクタンスによる電流変化を演算する。

【0006】また、制御装置は、電流変化演算手段によって演算された電流変化を電力変換器の入力電圧に応じ

て補正する補正手段を有する。電流変化検出手段は、電力変換器のスイッチング動作により変化する電流変化の影響を除去するタイミングで電流変化を検出す。電流変化演算手段は、電流変化検出手段によって電流変化を検出する前に算出された印加電圧指令を受けて電流変化を演算する。

【0007】本発明によれば、推定された逆起電力方向に基づいて交流モータの回転子の磁極位置を推定し、この推定された磁極位置に基づいて電力変換器から交流モータに印加される電圧を制御する。

#### 【0008】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施例を図面に基づいて説明する。

【0009】図1は、本発明の第1実施例であるモータの制御装置のシステム構成を示す。本実施例のモータの制御装置は、例えば内燃機関であるエンジン及び交流モータである同期モータを駆動源とし、これらを切り替えて車両を駆動するハイブリッド型電気自動車の駆動システムに用いられるものであり、上位制御装置、例えば内燃機関であるエンジンの制御装置から受けたトルク指令に対して同期モータのトルクを位置センサレス、すなわち位置センサで回転子の磁極位置を検出することなく高性能に制御するものである。

【0010】図面において1は円筒型の同期モータである。同期モータ1は、複数の永久磁石が鉄心内部或いは外周表面に環状に等間隔で配置された非突極性のロータを有する交流モータであり、車載の蓄電手段であるバッテリ2から供給された直流電圧が、電力変換器であるインバータ3によって3相の交流電圧に変換されて印加されている。インバータ3はIGBT, MOS-FETなどのパワースイッチング素子から構成されたものである。パワースイッチング素子は、制御装置4から出力されたPWM信号に基づいてオン・オフ制御されている。これにより、インバータ3から同期モータ1に印加電圧が制御される。

【0011】制御装置4は、外部から入力されたトルク指令 $\tau_r$ に基づいて同期モータ1の印加電圧を制御するものである。入力されたトルク指令 $\tau_r$ は、後述する方法で得られたモータ速度 $\omega$ と共に電流指令発生部6に入力される。電流指令発生部6では、モータ速度が得られた時点におけるモータ速度 $\omega$ でトルク指令 $\tau_r$ 通りのモータトルクを発生させるために最適なd軸電流指令 $i_d$ , q軸電流指令 $i_q$ を算出し、電流制御部7に出力する。ここで、指定する交流モータの動作点での損失が最小となるd軸、q軸電流を最適なd軸、q軸電流と定義すると、最適なd軸、q軸電流指令とは、例えば予め計算或いは実験によって求められてマップ化された最適なd軸、q軸電流から算出されたものを意味する。

【0012】電流制御部7では、入力されたd軸電流指令 $i_d$ と検出されてフィードバックされたd軸電流 $i_d$

との差分、入力された  $q$  軸電流指令  $i_{qr}$  と検出されてフィードバックされた  $q$  軸電流  $i_q$  との差分をそれぞれ求め、この差分に基づいて  $d$  軸、 $q$  軸電流制御演算値を演算している。また、電流制御部 7 では、入力されたモータ速度  $\omega$  に基づいて同期モータ 1 の  $d$  軸、 $q$  軸干渉電圧成分を演算している。そして、電流制御部 7 では、 $d$  軸干渉電圧成分を  $d$  軸電流制御演算値に、 $q$  軸干渉電圧成分を  $q$  軸電流制御演算値にそれぞれ加算し、この結果を  $d$  軸電圧指令  $V_{dr}$ 、 $q$  軸電圧指令  $V_{qr}$  として座標変換部 8 に出力する。

【0013】尚、 $d$  軸電流  $i_d$ 、 $q$  軸電流  $i_q$  は、電流センサ 5\_u, 5\_v によって検出された同期モータ 1 の u 相電流  $i_u$ 、v 相電流  $i_v$  を、後述する PWM 発生回路 9 からのサンプリングタイミングパルス P 1 のタイミングで電流検出部 10 に入力し、入力された u 相電流  $i_u$ 、v 相電流  $i_v$  を座標変換部 11 において、入力された磁極位置  $\theta_c$  で座標変換することより算出されている。ここで、座標変換部 11 に入力された磁極位置  $\theta_c$  は、本実施例の特徴である検出方法によって得られたものであり、その詳細な検出方法については後述する。

【0014】座標変換部 8 では、入力された磁極位置  $\theta_c$  に基づいて  $d - q$  軸座標系の  $d$  軸電圧指令  $V_{dr}$ 、 $q$  軸電圧指令  $V_{qr}$  を、静止座標系の電圧である u 相電圧指令  $V_{ur}$ 、v 相電圧指令  $V_{vr}$ 、w 相電圧指令  $V_{wr}$  に変換して PWM 発生回路 9 に出力する。PWM 発生回路 9 では、入力された各相の電圧指令値  $V_{ur}$ 、 $V_{vr}$ 、 $V_{wr}$  に対応する各相の PWM 信号  $P_u$ 、 $P_v$ 、 $P_w$  を生成してインバータ 3 に出力する。インバータ 3 では、入力された PWM 信号  $P_u$ 、 $P_v$ 、 $P_w$  に基づいてパワースイッチング素子がオン・オフ制御される。これにより、インバータ 3 の出力電圧、すなわち同期モータ 1 への印加電圧が制御される。

【0015】図 2 は、同期モータ 1 が駆動しているときの各ベクトルの関係を示す。具体的に図 2 は、横軸に  $\alpha$  軸、縦軸に  $\beta$  軸をとる静止座標系の第 4 象限に  $d - q$  軸座標系の  $d$  軸があると共に、 $\alpha$  軸に対する同期モータ 1 の回転子の磁極位置  $\theta$  が  $-80^\circ$  方向にあるときの各ベクトルの関係を示す。このとき、逆起電力ベクトル  $V_{emf}$  は  $q$  軸の負方向（第 3 象限）に位置する。図 2 の状態における各相の電圧指令  $V_{ur}$ 、 $V_{vr}$ 、 $V_{wr}$  の電圧位相  $\theta_v$  における電圧は図 3 の通りである。図 3 は、横軸に位相 ( $d e g$ )、縦軸に相電圧 ( $V$ ) をとったときの各相の電圧指令  $V_{ur}$ 、 $V_{vr}$ 、 $V_{wr}$  の電圧波形と位相の関係を示す。

【0016】ここで、 $i$  は、同期モータ 1 の各相に流れる電流のベクトル  $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$  を合成した電流ベクトル、 $V_r$  は、各相の電圧指令のベクトル  $V_{ur}$ 、 $V_{vr}$ 、 $V_{wr}$  を合成した電圧指令ベクトル、 $V_{emf}$  は、同期モータ 1 の各相の逆起電力のベクトルを合成した逆起電力ベクトル、 $\Phi$  は、同期モータ 1 の回転子の永久磁石から発生

する磁束を示す磁束ベクトルである。 $\theta_{emf}$  は、 $\alpha$  軸に対する逆起電力ベクトル  $V_{emf}$  の位相、 $\theta_v$  は、 $\alpha$  軸に対する電圧指令ベクトル  $V_r$  の電圧位相である。尚、静止座標系上における  $u$  相軸、 $v$  相軸、 $w$  相軸は、 $\alpha$  軸上の  $u$  相軸を基準として  $120^\circ$  間隔で配置された同期モータ 1 の三相各相の座標軸である。

【0017】図 4 は、電圧位相  $\theta_v$  のときの搬送波信号と、各相の PWM 信号  $P_u$ 、 $P_v$ 、 $P_w$  及び各相の電圧指令値  $V_{ur}$ 、 $V_{vr}$ 、 $V_{wr}$  の発生状態と、 $u$  相における電流の変化状態との関係を示す。各相の電圧指令値  $V_{ur}$ 、 $V_{vr}$ 、 $V_{wr}$  は、搬送波信号が最大値となる三角波の頂点の時点、例えば  $t(n-1)$ 、 $t(n)$ 、 $t(n+1)$ において、演算された新しい値が設定される。また、各相の PWM 信号  $P_u$ 、 $P_v$ 、 $P_w$  は、各相の電圧指令値  $V_{ur}$ 、 $V_{vr}$ 、 $V_{wr}$  と搬送波信号とを比較してそれぞれ得られる。この状態においてインバータ 3 に PWM 信号を印加すると、各相の電流波形はインバータ 3 のパワースイッチング素子のスイッチング動作に伴って脈動する。その理由は、ある相における PWM 信号が *high* のときには、当該相における同期モータ 1 の端子電圧がバッテリ 2 の正極の電圧になり、PWM 信号が *low* のときには、当該相における同期モータ 1 の端子電圧がバッテリ 2 の負極の電圧になるためである。このため、図 4 に示すように、 $u$  相電流  $i_u$  の波形はインバータ 3 のパワースイッチング素子のスイッチング動作に合わせて脈動している。

【0018】PWM 発生回路 9 では、搬送波が最大値となる時点において、サンプリングタイミングパルス P 1 を発生させている。前述したように、本実施例では、サンプリングタイミングパルス P 1 を電流検出部 10 に入力して  $u$  相電流  $i_u$ 、 $v$  相電流  $i_v$  を検出している。サンプリングタイミングパルス P 1 が発生する間隔、例えば時刻  $t(n-1)$  から時刻  $t(n)$  までの区間  $(n-1)$  において、同期モータ 1 に印加される各相の平均電圧  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  はそれぞれ、区間  $(n-1)$  で演算される各相の電圧指令値  $V_{ur}(n-2)$ 、 $V_{vr}(n-2)$ 、 $V_{wr}(n-2)$  と等しくなる。このため、相電流は脈動する。しかし、時刻  $t(n-1)$  の  $u$  相電流  $i_u(n-1)$  と時刻  $t(n)$  の  $u$  相電流  $i_u(n)$  の  $u$  相電流差分  $\Delta i_u(n)$  は、区間  $(n-1)$  で印加される各相の平均電圧  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  と、そのときの逆起電力ベクトルの平均値によって決定される。すなわち  $\Delta i_u(n)$  は電圧指令値  $V_{ur}(n-2)$ 、 $V_{vr}(n-2)$ 、 $V_{wr}(n-2)$  と逆起電力ベクトルの平均値に影響される。

【0019】この関係を静止座標系における同期モータの電圧・電流方程式を用いて説明と、同期モータの電圧・電流方程式は、

【0020】

$$[数1] V = R i + L di/dt + j \omega m \phi$$

$$= R i + L di/dt + V_{emf}$$

となる。ここで、 $V$  は印加電圧ベクトル、 $i$  は電流ベク

トル、 $\phi$ は磁束ベクトル、Rは抵抗、Lはインダクタンス、 $\omega_m$ はモータ速度、 $V_{emf}$ は逆起電力ベクトル、jは単位ベクトル $\exp(-j(\pi/2))$ をそれぞれ示す。数1を電流差分 $\Delta i$ の式に近似すると、

【0021】

$$【数2】 \Delta i = (V - R i - V_{emf}) \Delta t / L$$

となる。ここで、 $\Delta t$ はサンプリング時間、 $\Delta i$ はサンプリング時間間隔における電流差分ベクトルをそれぞれ示す。さらに、抵抗Rが小さい場合には、

【0022】

$$【数3】 \Delta i = (\Delta t / L) V - (\Delta t / L) V_{emf} \\ = \Delta i_v + \Delta i_{emf}$$

のように近似できる。数3から判るように、電流差分ベクトル $\Delta i$ は、第1項の印加電圧ベクトルによる印加電圧分電流差分ベクトル $\Delta i_v$ と、逆起電力ベクトルによる逆起電力分電流差分ベクトル $\Delta i_{emf}$ に分けられる。 $\Delta i_{emf}$ は $V_{emf}$ と同方向のベクトルであり、q軸の負方向を向いている。

【0023】ここで、 $\Delta i_v$ 、 $\Delta i_{emf}$ のu相成分 $\Delta i_{uv}$ 、 $\Delta i_{uemf}$ の波形はそれぞれ図4に示す通りになる。図4から判るように、 $\Delta i_{uv}$ と $\Delta i_{uemf}$ との和が正の場合、 $i_u$ は増加し、その和が負の場合、 $i_u$ は減少する。また、区間(n-1)における $\Delta i_{uv}$ の平均値と $\Delta i_{uemf}$ の平均値との和は $\Delta i_{u(n)}$ となる。以上のことから、 $\Delta i$ を実際に流れる電流から検出し、 $\Delta i_v$ を各相の電圧指令値 $V_{ur}$ 、 $V_{vr}$ 、 $V_{wr}$ から演算することにより、 $\Delta i_{emf}$ を得ることができる。本実施例では、以上の考え方に基づいて同期モータ1の逆起電力を推定し、この推定された逆起電力から同期モータ1の回転子の磁極位置を推定している。

【0024】次に、デジタル演算を行う制御装置4での同期モータ1の回転子の磁極位置推定について説明する。図1において13は電流差分演算部である。電流差分演算部13では、座標変換部8から出力された電圧指令値 $V_{ur}$ 、 $V_{vr}$ 、 $V_{wr}$ に基づいて実際の $\alpha$ 軸印加電圧、 $\beta$ 軸印加電圧にそれぞれ対応する $\alpha$ 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\alpha v}$ 、 $\beta$ 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\beta v}$ を演算する。インバータ3は、直流電源であるバッテリ2を入力しているが、バッテリ電圧VBは大幅に変化することがある。このため、本実施例では、電圧検出部12によってバッテリ電圧VBを検出し、電流差分演算部13に入力している。

【0025】14は電流差分検出部である。電流差分検出部14では、電流検出部10においてサンプリングタイミングパルスP1が発生するタイミングで取り込まれた $i_u$ 、 $i_v$ を変換し出力された $\alpha$ 軸電流 $i_\alpha$ 、 $\beta$ 軸電流 $i_\beta$ を入力し、 $\alpha$ 軸電流差分 $\Delta i_\alpha$ 、 $\beta$ 軸電流差分 $\Delta i_\beta$ を演算する。

【0026】15は位置検出部である。位置検出部15では、電流差分演算部13によって演算された $\alpha$ 軸電圧

分電流差分 $\Delta i_{\alpha v}$ 、 $\beta$ 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\beta v}$ と、電流差分検出部14によって演算された $\alpha$ 軸電流差分 $\Delta i_\alpha$ 、 $\beta$ 軸電流差分 $\Delta i_\beta$ を入力し、同期モータ1の回転子の磁極位置 $\theta_c$ を演算する。

【0027】図5は電流差分演算部13における処理内容を、図6は電流差分検出部14における処理内容を、図7は位置検出部15における処理内容をそれぞれ示す。また、電流差分演算部13、電流差分検出部14、位置検出部15の各々の演算処理タイミングを図4のタスク2、タスク3、タスク4にそれぞれ示す。尚、図4のタスク1では、電流指令発生部6、電流制御部7、座標変換部8、PWM発生回路9の処理を行っており、印加する各相の電圧指令を決定して次の区間のPWM波形を設定した後、タスク2、タスク3、タスク4の順番で処理が実行される。

【0028】まず、区間(n)における電流差分演算部13(タスク2)の演算処理を図5に基づいて説明する。ステップ101において、タスク1で演算された各相の電圧指令値 $V_{ur}(n)$ 、 $V_{vr}(n)$ 、 $V_{wr}(n)$ を入力し、3相/2相変換の演算によって $\alpha$ 軸電圧指令値 $V_{\alpha r}(n)$ 、 $\beta$ 軸電圧指令値 $V_{\beta r}(n)$ を算出する。ステップ102では、実際に同期モータ1に印加される $\alpha$ 軸電圧値 $V_{\alpha}(n)$ 、 $\beta$ 軸電圧値 $V_{\beta}(n)$ を得るために、バッテリ電圧VBを入力し、基準バッテリ電圧VB0に対して次の演算を実行する。

【0029】

$$【数4】 V_{\alpha}(n) = V_{\alpha r}(n) \cdot (VB/VB0)$$

【0030】

$$【数5】 V_{\beta}(n) = V_{\beta r}(n) \cdot (VB/VB0)$$

このような補正を行った後、ステップ103では $\alpha$ 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\alpha v}$ 、 $\beta$ 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\beta v}$ を次のように算出する。

【0031】

$$【数6】 \Delta i_{\alpha v}(n) = V_{\alpha}(n) \cdot \Delta t / L$$

【0032】

$$【数7】 \Delta i_{\beta v}(n) = V_{\beta}(n) \cdot \Delta t / L$$

区間(n)で演算された電圧指令値 $V_{ur}(n)$ 、 $V_{vr}(n)$ 、 $V_{wr}(n)$ は、実際には区間(n+1)で印加されるので、区間(n+1)における $\alpha$ 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\alpha v}$ 、 $\beta$ 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\beta v}$ の平均値が $\alpha$ 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\alpha v}(n)$ 、 $\beta$ 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\beta v}(n)$ となる。これらの値は数3の右辺第1項の印加電圧分電流差分ベクトル $\Delta i_v$ の $\alpha$ 軸、 $\beta$ 軸成分となる。この結果は位置検出部15に入力される。

【0033】次に、区間(n)における電流差分検出部14(タスク3)の演算処理を図6に基づいて説明する。まず、ステップ111では、電流検出部10において、時刻t(n)で $i_u(n)$ 、 $i_v(n)$ が取り込まれると共に、2相/3相変換の演算によって $\alpha$ 軸電流 $i_\alpha(n)$ 、 $\beta$ 軸電流 $i_\beta(n)$ が算出される。ステップ112では、

電流差分検出部 1 4において、 $\alpha$  軸電流  $i_\alpha(n)$ 、 $\beta$  軸電流  $i_\beta(n)$ に対して、前回の区間  $(n-1)$ で算出された $\alpha$  軸電流  $i_\alpha(n-1)$ 、 $\beta$  軸電流  $i_\beta(n-1)$ との差分がそれぞれ次のように求められる。

【0034】

$$【数8】 \Delta i_\alpha(n) = i_\alpha(n) - i_\alpha(n-1)$$

【0035】

$$【数9】 \Delta i_\beta(n) = i_\beta(n) - i_\beta(n-1)$$

これらの値は数 3 の左辺の電流差分ベクトル  $\Delta i$  の  $\alpha$  軸、 $\beta$  軸成分となる。この結果は位置検出部 1 5に入力される。

【0036】 次に、区間  $(n)$ における位置検出部 1 5(タスク 4)の演算処理を図 7に基づいて説明する。まず、ステップ 1 2 1では、逆起電力分電流差分ベクトル  $\Delta i_{emf}$  の  $\alpha$  軸成分  $\Delta i_{\alpha emf}(n)$ 、 $\beta$  軸成分  $\Delta i_{\beta emf}(n)$ が数 3 の関係に基づいて次のように求められる。

【0037】

【数10】

$$\Delta i_{\alpha emf}(n) = \Delta i_\alpha(n) - \Delta i_\alpha V(n-2)$$

【0038】

【数11】

$$\Delta i_{\beta emf}(n) = \Delta i_\beta(n) - \Delta i_\beta V(n-2)$$

ここで注意すべき点は、数 1 0、数 1 1 の演算で用いられる電流差分ベクトルの演算タイミングが異なることがある。つまり  $\alpha$  軸電流差分  $\Delta i_\alpha(n)$ 、 $\beta$  軸電流差分  $\Delta i_\beta(n)$  は、区間  $(n)$  で演算された結果であるが、実際には区間  $(n-1)$  のときの値である。これに対して  $\alpha$  軸電圧分電流差分  $\Delta i_{\alpha v}(n-2)$ 、 $\beta$  軸電圧分電流差分  $\Delta i_{\beta v}(n-2)$  は、区間  $(n-2)$  のタスク 2 で得られた結果である。このような結果になるのは、これらの電圧分電流差分の基になっている各相の電圧指令値  $V_{ur}(n-2)$ 、 $V_{vr}(n-2)$ 、 $V_{wr}(n-2)$  が区間  $(n-1)$  で印加されるためである。本実施例では、 $\alpha$  軸電流差分  $\Delta i_\alpha(n)$ 、 $\beta$  軸電流差分  $\Delta i_\beta(n)$  が区間  $(n)$  の 1 つ前の区間  $(n-1)$  の値である点、電圧分電流差分の基になる各相の電圧指令値  $V_{ur}(n-2)$ 、 $V_{vr}(n-2)$ 、 $V_{wr}(n-2)$  が区間  $(n-2)$  の 1 つ前の区間  $(n-1)$  で印加される点に着目し、演算タイミングの異なる電流差分ベクトルによる数 1 0、数 1 1 の演算を行っている。

【0039】 このように本実施例では、電流差分ベクトルの演算タイミングを正確に考慮して演算するので、電圧指令がステップ的に変化した場合であっても、ローパスフィルタなどを用いることなく、区間  $(n-1)$  における逆起電力分電流差分ベクトル  $\Delta i_{emf}$  の  $\alpha$  軸成分  $\Delta i_{\alpha emf}(n)$ 、 $\beta$  軸成分  $\Delta i_{\beta emf}(n)$ への影響を取り除くことができ、モータ制御装置の応答性を向上させることができる。また、本実施例では、ローパスフィルタなどを用いる必要がないので、負荷急変時にも磁極位置を短時間で検出することができる。また、本実施例では、

印加電圧が急変した場合であっても、その変化による電流差分の影響を除去することができる。よって、本実施例では、高い過渡応答性が要求されるモータ制御システムに好適な位置センサレス制御方式を提供することができる。

【0040】 次に、ステップ 1 2 2 では、ステップ 1 2 1 で演算された逆起電力分電流差分ベクトル  $\Delta i_{emf}$  の  $\alpha$  軸成分  $\Delta i_{\alpha emf}(n)$ 、 $\beta$  軸成分  $\Delta i_{\beta emf}(n)$  の値から、逆起電力分電流差分ベクトル  $\Delta i_{emf}$  の位相  $\theta_{emf}(n)$  を次のように算出している。

【0041】

【数12】

$$\theta_{emf}(n) = \tan^{-1} (\Delta i_{\beta emf}(n) / \Delta i_{\alpha emf}(n))$$

位相  $\theta_{emf}(n)$  は、図 2 の逆起電力ベクトル  $V_{emf}$  の方向 ( $q$  軸の負方向) の位相を示す。さらに、ステップ 1 2 3 では、磁極位置  $\theta_c$  ( $d$  軸方向)を得るために次の演算を実行する。

【0042】

$$【数13】 \theta_c = \theta_{emf}(n) + \pi / 2 + \theta(\omega_m)$$

ここで、 $\theta_c$  は、演算によって得られた磁極位置、 $\theta$  は、図 2 の実際の磁極位置をそれぞれ示す。図 2 から判るように、磁極位置  $\theta$  は、逆起電力ベクトル  $V_{emf}$  に対して  $\pi / 2$  進んだ位相であるので、数 1 3 の右辺第 2 項に加えている。また、時間的に考えると、 $\theta_{emf}(n)$  は、図 4 に示す区間  $(n-1)$  における平均位相 (ほぼ区間  $(n-1)$  の中間時点の位相) となる。これを用いると、座標変換を行うタイミングは、図 4 に示す区間  $(n+1)$  のタスク 1 となり、これによって得られた各相の電圧指令値  $V_{ur}(n+1)$ 、 $V_{vr}(n+1)$ 、 $V_{wr}(n+1)$  が PWM 信号として出力されるタイミングは区間  $(n+2)$  となる。このため、同期モータ 1 の回転子はその間にモータ速度  $\omega_m$  に応じて回転するので、それを考慮する必要がある。その補正項が数 1 3 の右辺第 3 項である。この補正量は演算のデッドタイムとモータ速度によって決定されるので、図 4 に示す演算タスクの順番を変更した場合、その影響分を含めて決定することもできる。このようにして得られた磁極位置  $\theta_c$  は座標変換部 8、1 1 における演算に用いられる。また、磁極位置  $\theta_c$  は速度検出部 1 6 に入力される。速度検出部 1 6 は磁極位置  $\theta_c$  の変化状態からモータ速度  $\omega_m$  を算出する。

【0043】 以上説明したように本実施例では、印加電圧とこれに対応する電流変化とをディジタル的なタイミングを合わせた演算によって逆起電力から磁極位置を推定する点に特徴を有する。このような本実施例の特徴によれば、オブザーバ理論や定常状態のシミュレータのようなフィルタ処理も用いる必要がないので、従来のものよりも応答性を高めることができる。

【0044】 本実施例のモータ制御装置は、逆起電力を計測できるモータの中速度領域から高速度領域において

高応答でモータを制御するのに特に好適なものであり、モータの低速度領域において高応答にモータを制御することができるモータ制御装置と組み合わせることによって、モータの低速度領域から高速度領域までの全領域で高応答にモータを制御することができる。

**【0045】**また、本実施例のモータ制御装置を備えた駆動システム、例えば内燃機関であるエンジン及び交流モータである同期モータを駆動源とし、これらを切り替えて車両を駆動するハイブリッド型電気自動車の駆動システムによれば、中速度領域から高速度領域における駆動効率を向上させることができる。また、モータを唯一の駆動源とする電気自動車では、駆動効率の向上によって一充電あたりの走行距離を延伸できるなどの効果もある。また、本実施例のモータ制御装置を備えた駆動システムによれば、運転者の加速要求に対しても高応答に対応することができるので、駆動システムの運転性能を向上させることができる。また、本実施例のモータ制御装置を備えた駆動システムによれば、同期モータの回転子の磁極位置を検出する位置センサを用いることがないので、駆動システムの低コスト化を図ることができる。

**【0046】**図8は、本発明の第2実施例であるモータの制御装置のシステム構成を示す。本実施例では、同期モータ22として、突極性を有する同期モータ1を用いている。このため、本実施例では、第1実施例の静止座標系で演算する電流差分演算部13の代わりに、回転座標系であるd-q軸座標系で演算した結果を座標変換によって静止座標系に変換し、 $\alpha$ 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\alpha v}(n)$ 、 $\beta$ 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\beta v}(n)$ を得る方式を採用している。具体的には、電流制御部7で得られたd軸電圧指令 $V_{dr}$ をd軸印加電圧分電流差分演算部17に、q軸電圧指令 $V_{qr}$ をq軸印加電圧分電流差分演算部18にそれぞれ入力し、次のようにd軸印加電圧分電流差分 $\Delta i_{dv}(n)$ 、q軸印加電圧分電流差分 $\Delta i_{qv}(n)$ を演算する。

#### **【0047】**

##### **【数14】**

$$\Delta i_{dv}(n) = V_d(n) \cdot \Delta t \cdot (V_B/V_{B0}) / L_d$$

##### **【0048】**

##### **【数15】**

$\Delta i_{qv}(n) = V_q(n) \cdot \Delta t \cdot (V_B/V_{B0}) / L_q$

第1実施例で述べたように、バッテリ2の電圧変動に対して、実際に印加される電圧に対応するように補正するために、本実施例においても $(V_B/V_{B0})$ の補正項を追加しているが、バッテリ電圧の変動が少ない場合には取り除いてよい。円筒型同期モータのように、非突極性の特性を有する交流モータの場合には、ここで得られたd軸印加電圧分電流差分 $\Delta i_{dv}(n)$ 、q軸印加電圧分電流差分 $\Delta i_{qv}(n)$ を座標変換部21によってd-q軸座標系から静止座標系に座標変換し、 $\alpha$ 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\alpha v}(n)$ 、 $\beta$ 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\beta v}(n)$ を算出

できる。しかし、突極性を有する同期モータ22の場合には、突極性による影響を考慮する必要がある。それを補償する演算部がd軸突極性演算部19、q軸突極性演算部20である。d軸突極性演算部19では、q軸電流 $i_q$ とモータ速度 $\omega_m$ を入力し、d軸突極分電流差分 $\Delta i_{dp}(n)$ を次のように演算する。

#### **【0049】**

**【数16】**  $\Delta i_{dp}(n) = (L_q - L_d) \omega_m \Delta t / L_d$   
また、q軸突極性演算部20では、d軸電流 $i_d$ とモータ速度 $\omega_m$ を入力し、q軸突極分電流差分 $\Delta i_{qp}(n)$ を次のように演算する。

#### **【0050】**

**【数17】**  $\Delta i_{qp}(n) = (-L_q + L_d) \omega_m \Delta t / L_q$   
突極型同期モータが回転するととき、静止座標系のある一向方向から特性を見ると、インダクタンスが変化するため電流が流れ易くなったり、流れ難くなったりする。この影響によって電流変化が生じる。その特性がd軸突極分電流差分 $\Delta i_{dp}(n)$ 、q軸突極分電流差分 $\Delta i_{qp}(n)$ である。従って、d軸印加電圧分電流差分 $\Delta i_{dv}(n)$ にd軸突極分電流差分 $\Delta i_{dp}(n)$ を加算し、q軸印加電圧分電流差分 $\Delta i_{qv}(n)$ からq軸突極分電流差分 $\Delta i_{qp}(n)$ を減算することにより、印加電圧と突極性の影響を考慮した電流差分となる。そして、演算した結果得られた電流差分を座標変換部21によって静止座標系に座標変換することにより、同期モータ22の突極性を考慮した $\alpha$ 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\alpha v}(n)$ 、 $\beta$ 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\beta v}(n)$ を算出することができる。このようにして算出された $\alpha$ 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\alpha v}(n)$ 、 $\beta$ 軸電圧分電流差分 $\Delta i_{\beta v}(n)$ は位置検出部15に入力され、第1実施例で述べた処理方法によって磁極位置 $\theta_c$ が求められる。

**【0051】**本実施例によれば、交流モータが突極性を有するものであっても、モータ制御装置の応答性を向上させることができ。従って、本実施例においても、高い過渡応答性が要求されるモータ制御システムに好適な位置センサレス制御方式を提供することができる。

**【0052】**以上本発明の実施例の説明では、位置センサを用いることなく、同期モータの2相の電流を検出する電流センサからの出力を用いて同期モータの回転子の磁極位置を求める方法について述べたが、同期モータの3相の電流を検出する電流センサからの出力を用いて同期モータの回転子の磁極位置を求めるものである。また、本発明の実施例の説明では、交流モータとして、突極性を有する同期モータ、円筒型の同期モータを用いた場合について述べたが、誘導モータであっても、1次電流で確立した磁束による逆起電力を求めるようすれば、本発明のモータ制御装置を適用することができる。また、本発明の実施例の説明では、トルク指令に対する制御システムを例にとり述べたが、速度指令に対する速度制御系を有する制御システム或いは位置制御系を構成

する制御システムにも本発明のモータ制御装置を適用することができる。

### 【0053】

【発明の効果】本発明によれば、推定された逆起電力方向に基づいて交流モータの回転子の磁極位置を推定し、この推定された磁極位置に基づいて電力変換器から交流モータに印加される電圧を制御するので、交流モータを位置センサレスで高応答に制御することができる。従って、本発明によれば、交流モータを位置センサレスで高応答に制御することができるモータの制御装置及びその制御方法を提供することができる。また、本発明によれば、突極性を有する交流モータを位置センサレスで高応答に制御することができるモータの制御装置及びその制御方法を提供することができる。さらに、本発明によれば、交流モータを用いる駆動システムの中速度領域から高速度領域における駆動効率を向上させることができるモータの制御装置及びその制御方法を提供することができる。

### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1実施例のモータ制御装置のシステム構成を示すブロック図であり、トルク指令に対して円筒型同期モータを位置センサレスで高性能にトルク制御を行う制御システム例である。

【図2】同期モータが駆動しているときの各ベクトルの関係を示すベクトル図であり、横軸に $\alpha$ 軸、縦軸に $\beta$ 軸をとる静止座標系の第4象限に $d-q$ 軸座標系の $d$ 軸があると共に、 $\alpha$ 軸に対する同期モータ1の回転子の磁極位置 $\theta$ が $-80^\circ$ 方向にあるときの電圧指令ベクトル $V$

$r$ と、電流ベクトル $i$ の関係を示す。

【図3】横軸に位相(deg)、縦軸に相電圧(V)をとったときの3相の正弦波状の印加電圧指令 $V_{ur}$ ,  $V_{vr}$ ,  $V_{wr}$ と電圧位相 $\theta_v$ の関係を示す波形図。

【図4】電圧位相 $\theta_v$ のときの搬送波信号と、各相のPWM信号 $P_u$ ,  $P_v$ ,  $P_w$ 及び各相の電圧指令値 $V_{ur}$ ,  $V_{vr}$ ,  $V_{wr}$ の発生状態と、 $u$ 相における電流の変化状態との関係を示すタイムチャート。

【図5】図1の電流差分演算部の処理内容を示すフローチャート。

【図6】図1の電流差分検出部の処理内容を示すフローチャート。

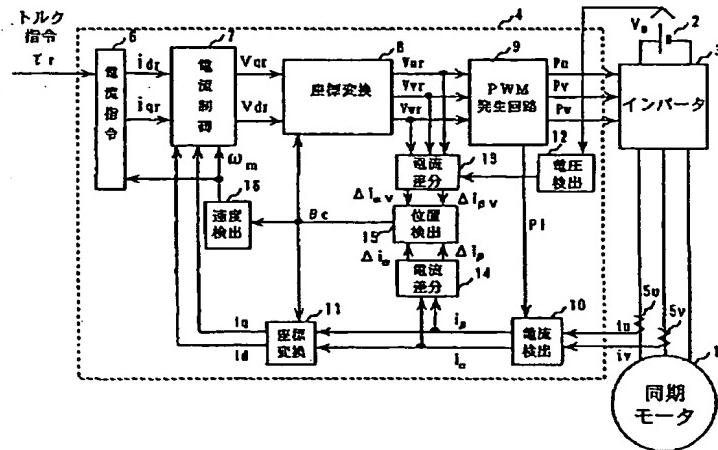
【図7】図1の位置検出部の処理内容を示すフローチャート。

【図8】本発明の第2実施例のモータ制御装置のシステム構成を示すブロック図であり、トルク指令に対して突極型同期モータを位置センサレスで高性能にトルク制御を行う制御システム例である。

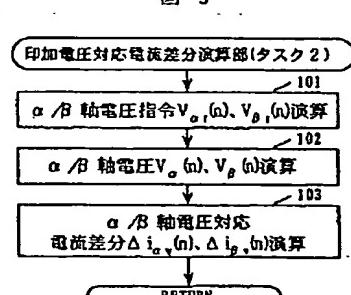
### 【符号の説明】

1, 22…同期モータ、2…バッテリ、3…インバータ、4…制御装置、5 $u$ , 5 $v$ …電流センサ、6…電流指令発生部、7…電流制御部、8, 11, 21…座標変換部、9…PWM発生回路、10…電流検出部、12…電圧検出部、13…電流差分演算部、14…電流差分検出部、15…位置検出部、16…速度検出部、17…d軸印加電圧分電流差分演算部、18…q軸印加電圧分電流差分演算部、19…d軸突極性演算部、20…q軸突極性演算部。

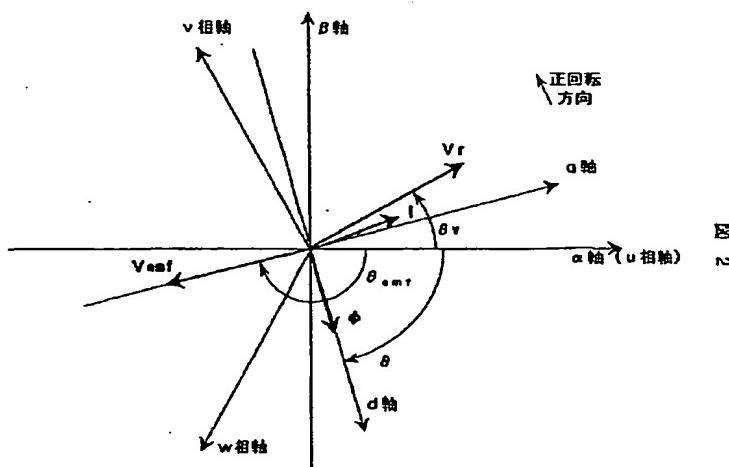
【図1】



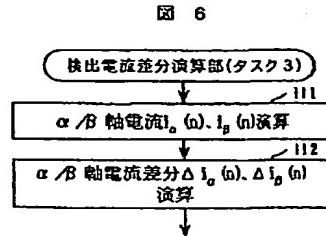
【図5】



【図 2】

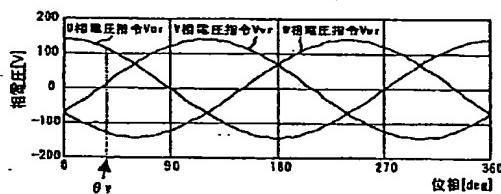


【図 6】



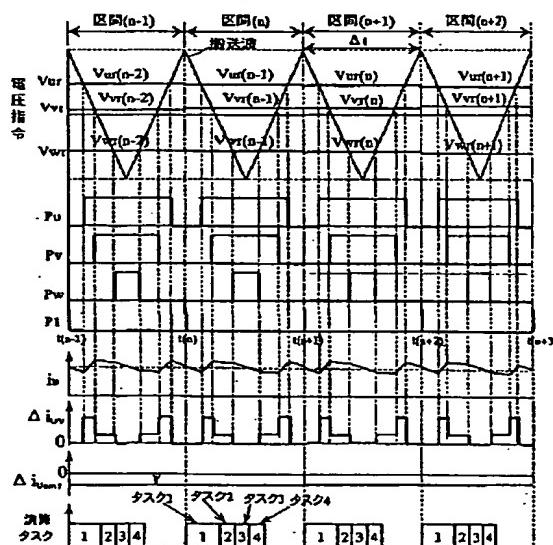
【図 3】

図 3



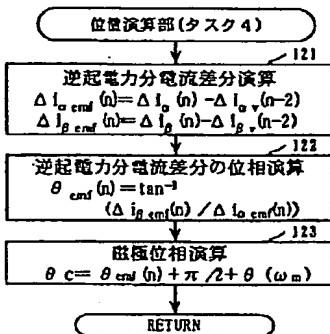
【図 4】

図 4

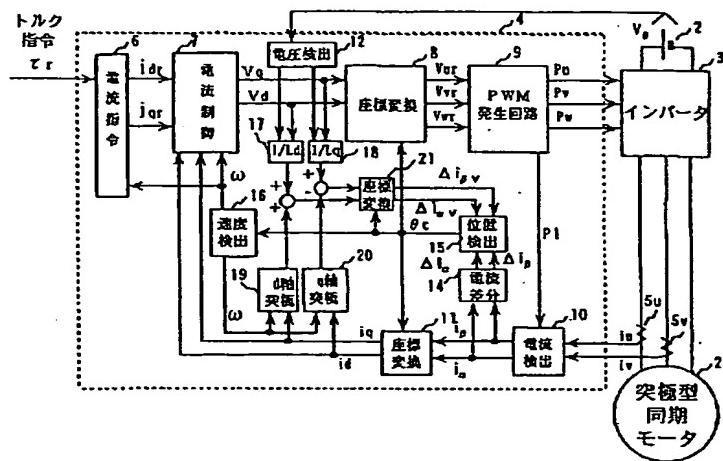


【図 7】

図 7



【図8】



フロントページの続き

(72)発明者 正木 良三

茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株  
式会社日立製作所日立研究所内

Fターム(参考) 5H560 AA08 BB04 BB12 DA12 DC12

DC13 EB01 XA02 XA12 XA13

5H576 AA15 BB06 BB09 CC04 DD02

DD07 EE01 EE11 GG04 HB02

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.  
As rescanning these documents will not correct the image  
problems checked, please do not report these problems to  
the IFW Image Problem Mailbox.**